



## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **10327209 A**(43) Date of publication of application: **08 . 12 . 98**

(51) Int. Cl.

**H04L 27/38****H03F 1/32****H04L 27/22**(21) Application number: **09134777**(22) Date of filing: **26 . 05 . 97**(71) Applicant: **FUJITSU LTD**(72) Inventor: **TAKADA OKIYUKI  
MORIYAMA YUKIHIRO  
SHIMOSE MASASHI  
KABASHIMA MASARU**(54) **DISTORTION COMPENSATION SYSTEM**

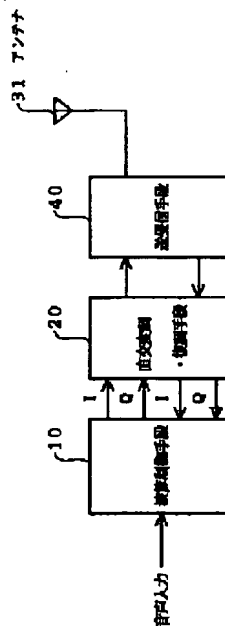
## (57) Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To correct the frequencies of a transmission system and a feedback system by permitting an operation control means generating the frequency characteristics and the inverse characteristics of the transmission system and the feedback system at the distortion compensation operation to correct the frequency characteristics of the transmission system and the feedback system.

**SOLUTION:** The operation control means 10 generates the frequency characteristics and the inverse characteristics of the transmission system and the feedback system at the time of receiving sound input and executing the distortion compensation operation. An orthogonal modulation/demodulation means 20 receives the I/Q output of the operation control means 10, orthogonally modulates it, demodulates a feedback signal and transmits it to the operation control means 10. A transmission/reception means 40 receives the output of the orthogonal modulation/demodulation means 20, transmits it and receives a reception signal. A modulation signal is transmitted from an antenna 31. At the distortion compensation operation, the operation control means 10 generates the frequency characteristics and the inverse characteristics of the transmission system and the feedback system and multiplies them by a

transmission signal. Thus, the frequency characteristics of the transmission system and the feedback system are corrected.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-327209

(43)公開日 平成10年(1998)12月8日

(51)Int.Cl.<sup>6</sup>

識別記号

F I

H 0 4 L 27/38

H 0 4 L 27/00

G

H 0 3 F 1/32

H 0 3 F 1/32

H 0 4 L 27/22

H 0 4 L 27/22

Z

審査請求 未請求 請求項の数16 O L (全 15 頁)

(21)出願番号 特願平9-134777

(22)出願日 平成9年(1997)5月26日

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号

(72)発明者 高田 興志

福岡県福岡市博多区博多駅前三丁目22番8  
号 富士通九州デジタル・テクノロジー株  
式会社内

(72)発明者 森山 幸弘

福岡県福岡市博多区博多駅前三丁目22番8  
号 富士通九州デジタル・テクノロジー株  
式会社内

(74)代理人 弁理士 井島 藤治 (外1名)

最終頁に続く

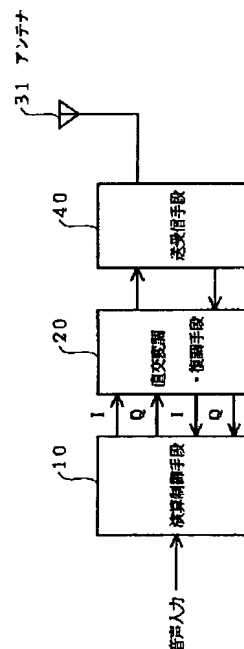
(54)【発明の名称】 歪補償システム

(57)【要約】

【課題】 本発明は歪補償システムに関し、系の周波数特性に依存した信号劣化を無くし、直交変調器と検波器の直交度誤差に依存した歪補償処理を正確に行なうことができ、かつ送信中においても歪補償劣化を招くR x オフセット及び直交度誤差を削減することができる歪補償システムを提供することを目的としている。

【解決手段】 送出される信号と帰還信号の振幅、位相を比較して増幅器の歪を演算推定して前記送出信号をプリディストーション処理して歪補償する歪補償システムにおいて、歪補償演算の際に、送信系及び帰還系の周波数特性と逆特性を生成する演算制御手段を具備し、該演算制御手段により送信系及び帰還系の周波数特性を補正するように構成する。

本発明の原理ブロック図



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 送出される信号と帰還信号の振幅、位相を比較して増幅器の歪を演算推定して前記送出信号をブリディストーション処理して歪補償する歪補償システムにおいて、

歪補償演算の際に、送信系及び帰還系の周波数特性と逆特性を生成する演算制御手段を具備し、該演算制御手段により送信系及び帰還系の周波数特性を補正することを特徴とする歪補償システム。

【請求項 2】 前記演算制御手段として DSP を用い、送信系及び帰還系の周波数特性を補正するイコライザ機能と、ブリディストーション機能を演算処理にて行ない、歪情報を含み帰還されてきた変調信号を初めにイコライザ処理を行ない、次にブリディストーション処理を行なうことを特徴とする請求項 1 記載の歪補償システム。

【請求項 3】 系の違いによって周波数特性が変化するため、外部に系の周波数特性をテーブルとして持つメモリを配置し、前記イコライザ機能はこのテーブルより系の周波数特性をキャンセルすることを特徴とする請求項 2 記載の歪補償システム。

【請求項 4】 系の周波数特性の有無の切り換えをスイッチで行なう手段を具備し、前記 DSP は系の周波数特性を FFT 演算により測定し、系の逆周波数特性を演算して前記メモリテーブルに記憶することを特徴とする請求項 3 記載の歪補償システム。

【請求項 5】 送出される信号と帰還信号の振幅、位相を比較して増幅器の歪を演算推定して前記送出信号をブリディストーション処理して歪補償する歪補償システムにおいて、

送信系及び帰還系の周波数特性の逆特性を持つイコライザ回路を I 軸と Q 軸各々に設けることを特徴とする歪補償システム。

【請求項 6】 前記演算制御手段は通信中でも誤差データから Rx オフセットの正負を判断し、Rx オフセットを削減することを特徴とする請求項 1 記載の歪補償システム。

【請求項 7】 前記演算制御手段は、Rx オフセットの誤差データの最大値と最小値を求めて、誤差オフセットを検出し、該検出値としきい値により Rx オフセット値を加減することを特徴とする請求項 6 記載の歪補償システム。

【請求項 8】 前記演算制御手段は、遅延要素  $\tau$  を検出し、遅延要素  $\tau$  に基づく補正を行なった後の復調データを用いて誤差オフセットを検出することを特徴とする請求項 7 記載の歪補償システム。

【請求項 9】 前記演算制御手段は前記遅延要素  $\tau$  の値がしきい値を超えることによって区間を識別し、その区間毎に Rx オフセット補正值を I 軸と Q 軸のどちらに分配するかを判別することを特徴とする請求項 8 記載の歪

補償システム。

【請求項 10】 送出される信号と帰還信号の振幅、位相を比較して増幅器の歪を演算推定して前記送出信号をブリディストーション処理して歪補償する歪補償システムにおいて、

直交変調器、検波器の直交度誤差を補正する演算制御手段を有し、該演算制御手段により送信系及び帰還系の直交度誤差を補正することを特徴とする歪補償システム。

【請求項 11】 前記演算制御手段として DSP を用い、送信系の直交度誤差を付加したデータをブリディストーションすることで直交度補正を行ない、増幅器で受ける電力差を最小にすることを特徴とする請求項 10 記載の歪補償システム。

【請求項 12】 前記直交度補正演算用の三角関数テーブルを具備し、該三角関数テーブルを任意の角度に限定することを特徴とする請求項 10 記載の歪補償システム。

【請求項 13】 前記直交軸補正のステップサイズを任意に設定することを特徴とする請求項 10 記載の歪補償システム。

【請求項 14】 前記演算制御部は、サービス中にも帰還された I 軸信号と Q 軸信号から直交軸のずれを検出して補正することを特徴とする請求項 10 記載の歪補償システム。

【請求項 15】 前記演算制御部はコンスタレーション上の 2 点の原点からの距離を演算し、その距離を比較することにより直交度誤差を補正することを特徴とする請求項 14 記載の歪補償システム。

【請求項 16】 直交変調時における送信スプリアス成分の除去のために、直交変調器の出力に、構成された水晶フィルタの周波数特性及び群遅延特性を補正する手段を具備し、及び／又は DSP でイコライザ処理を行なうことを特徴とする請求項 2 記載の歪補償システム。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は無線送信システムにおける歪補償システムに関する。

【0002】

【従来の技術】無線送信システムに於いて、近年デジタル化による高効率転送が多く用いられるようになってきた。デジタル化の多値振幅変調方式（PSK 変調方式）を適用する場合、送信の電力増幅器の線形特性によりその送信機の隣接チャネル漏洩電力が規格外れを起こすのを防ぐ歪補償が必要となる。

【0003】ここで、PSK 変調方式とは、入力音声データを位相と振幅で表わす方式である。このために、I 軸と Q 軸を考え、入力データはこの I 軸と Q 軸で構成される平面上の点として考える（図 10 参照）。そして、点の I 軸からの回転量を位相と考え、座標原点からの距離を電力とするものである。

10

20

30

40

50

【0004】歪補償の技術としては多種提案されているが、これらには回路規模や調整に大きな問題があり、実現には至っていない。しかしながら、近年のDSP（デジタル・シグナル・プロセッサ）信号処理の速度向上により、デジタル信号処理によって歪補償を行なう方式の実用化が検討されている。

#### 【0005】

【発明が解決しようとする課題】歪補償を正確に行なう上で3つの課題があり、本発明はそれを解決しようとするものである。

【0006】①第1は、送信ベースバンド信号をRF変調したものに対して、線形条件下の帰還系で復調されたベースバンド信号の振幅や位相のずれを比較して歪補償を行なうものである。

【0007】歪補償の手段として、変調後の正常な信号と帰還された信号とを比較して、パワーアンプを含む送信系のAM-PM（電力対位相）、AM-AM（電力対電力）特性の逆特性を演算する。その結果を基に正常な変調信号を付加するプリディストーション処理を行なう。ここで行なう演算は、入力電力に対する位相及び出力電力に関することのみを行なっている。

【0008】よって、周波数に依存する変化が発生した場合、例えばフィルタ等の電力に依存しないデバイスが回路上に存在すると、本来の歪補償処理は成立しなくなり、隣接チャネル漏洩電力は増大してしまう。

【0009】②第2は、温度変化によって帰還系フィードバックの復調I/Q信号のRxオフセットが増大すると、被測定データが誤ってしまいプリディストーション処理が正確に行われない状態が起こる。

【0010】これを補正するための手段が考えられているが、何れも送信中に補正を行なうことはできなかった。基地局の連続通信の場合には、通信を一旦止めなければ補正を行なうことができないため、実用的ではなかった。

【0011】③第3は、コンスタレーションに歪が生じた場合、例えば直交変調器、直交検波器に直交度誤差が存在すると、送信する前のコンスタレーション上のレベルと、実際に検波した後のコンスタレーション上のレベルとの間に差異が生じ本来の歪補償は成立しない。

【0012】ここで、直交度誤差を測定及び削減する手段を得るためには演算処理を行わなければならない。それ故、三角関数等の演算処理を用いるため、三角関数テーブルを格納するためのメモリが必要となるが、全ての演算テーブルを用いるとメモリ容量も増大し、回路規模も増大する。

【0013】本発明はこのような課題に鑑みてなされたものであって、系の周波数特性に依存した信号劣化を無くし、直交変調器と検波器の直交度誤差に依存した歪補償処理を正確に行なうことができ、かつ送信中においても歪補償劣化を招くRxオフセット及び直交度誤差を削

減することができる歪補償システムを提供することを目的としている。

#### 【0014】

##### 【課題を解決するための手段】

(1) 図1は本発明の原理ブロック図である。図において、10は音声入力を受けて歪補償演算の際に、送信系及び帰還系の周波数特性と逆特性を生成しする演算制御手段、20は該演算制御手段10のI/Q出力を受けて直交変調すると共に、帰還信号を復調して演算制御手段10に伝える直交変調・復調手段、40は該直交変調・復調手段20の出力を受けて送信すると共に、受信信号を受ける送受信手段、31は変調信号が送出されるアンテナである。

【0015】この発明の構成によれば、演算制御手段10が歪補償演算の際に、送信系及び帰還系の周波数特性と逆特性を生成し、送信信号に乗算することにより、送信系及び帰還系の周波数特性を補正することができる。

【0016】(2) この場合において、前記演算制御手段10としてDSPを用い、送信系及び帰還系の周波数特性を補正するイコライザ機能と、プリディストーション機能を演算処理にて行ない、歪情報を含み帰還されてきた変調信号を初めにイコライザ処理を行ない、次にプリディストーション処理を行なうことを特徴としている。

【0017】この発明の構成によれば、DSPがイコライザ機能とプリディストーション機能を実行することにより、送出信号の直線性を保持することが可能となる。

(3) また、系の違いによって周波数特性が変化するため、外部に系の周波数特性をテーブルとして持つメモリを配置し、前記イコライザ機能はこのテーブルより系の周波数特性をキャンセルすることを特徴としている。

【0018】この発明の構成によれば、周波数特性をキャンセルするための周波数特性補正データをテーブルとして持つことにより、DSPはイコライザ機能のために演算処理することが不要となり、周波数特性をキャンセルすることが容易になる。

【0019】(4) また、系の周波数特性の有無の切り換えをスイッチで行なう手段を具備し、前記DSPは系の周波数特性をFFT演算により測定し、系の逆周波数特性を演算して前記メモリテーブルに記憶することを特徴としている。

【0020】この発明の構成によれば、DSPが系の逆周波数特性をメモリテーブルに予め記憶しておくことにより、実際の無線送信時の周波数特性の補正が容易になる。

(5) また、送出される信号と帰還信号の振幅、位相を比較して増幅器の歪を演算推定して前記送出信号をプリディストーション処理して歪補償する歪補償システムにおいて、送信系及び帰還系の周波数特性の逆特性を持つイコライザ回路をI軸とQ軸各々に設けることを特徴と

10

20

30

40

50

している。

【0021】この発明の構成によれば、I軸とQ軸のそれぞれに周波数特性の逆特性を持つイコライザ回路を設けることにより、周波数特性の歪補正を正確に行なうことが容易になる。

【0022】(6) また、前記演算制御手段10は通信中でも誤差データからRxオフセットの正負を判断し、Rxオフセットを削減することを特徴としている。この発明の構成によれば、通信中においても、誤差データからRxオフセットを削減することが可能となる。

【0023】(7) また、前記演算制御手段10は、Rxオフセットの誤差データの最大値と最小値を求めて、誤差オフセットを検出し、該検出値としきい値によりRxオフセット値を加減することを特徴としている。

【0024】この発明の構成によれば、誤差オフセット検出値としきい値によりRxオフセット値を加減し、Rxオフセットを削減することが可能となる。

(8) また、前記演算制御手段10は、遅延要素 $\tau$ を検出し、遅延要素 $\tau$ に基づく補正を行なった後の復調データを用いて誤差オフセットを検出することを特徴としている。

【0025】この発明の構成によれば、遅延要素 $\tau$ に基づく補正の後に誤差オフセットを検出するので、誤差オフセットの検出を精度よく行なうことができる。

(9) また、前記演算制御手段10は前記遅延要素 $\tau$ の値がしきい値を超えることによって区間を識別し、その区間毎にRxオフセット補正値をI軸とQ軸のどちらに分配するかを判別することを特徴としている。

【0026】この発明の構成によれば、遅延要素 $\tau$ の値により区間を識別し、その区間毎にRxオフセット値をI軸とQ軸に分配することにより、Rxオフセットの補正を正確に行なうことができる。

【0027】(10) また、送出される信号と帰還信号の振幅、位相を比較して増幅器の歪を演算推定して前記送出信号をプリディストーション処理して歪補償する歪補償システムにおいて、直交変調器、検波器の直交度誤差を補正する演算制御手段を有し、該演算制御手段により送信系及び帰還系の直交度誤差を補正することを特徴としている。

【0028】この発明の構成によれば、直交変調器、検波器の直交度誤差を補正する演算制御部を設けることにより、送信系及び帰還系の直交度誤差を正確に補正することができる。

【0029】(11) また、前記演算制御手段としてDSPを用い、送信系の直交度誤差を付加したデータをプリディストーションすることで直交度補正を行ない、増幅器で受ける電力差を最小にすることを特徴としている。

【0030】この発明の構成によれば、歪補償を正確に改善することができる。

(12) また、前記直交度補正演算用の三角関数テーブルを具備し、該三角関数テーブルを任意の角度に限定することを特徴としている。

【0031】この発明の構成によれば、テーブル用のメモリの容量を小さく抑えることができる。

(13) また、前記直交軸補正のステップサイズを任意に設定することを特徴としている。

【0032】この発明の構成によれば、テーブルメモリの容量を調整可能とすることができる。

10 (14) また、前記演算制御部は、サービス中にも帰還されたI軸信号とQ軸信号から直交軸のずれを検出して補正することを特徴としている。

【0033】この発明の構成によれば、サービス中にも直交軸のずれを補正することができる。

(15) また、前記演算制御部はコンスタレーション上の2点の原点からの距離を演算し、その距離を比較することにより直交度誤差を補正することを特徴としている。

【0034】この発明の構成によれば、直交度誤差を正確に補正することが可能となる。

20 (16) 更に、直交変調時における送信スプリアス成分の除去のために、直交変調器の出力に、構成された水晶フィルタの周波数特性及び群遅延特性を補正する手段を具備し、及び／又はDSPでイコライザ処理を行なうことを特徴としている。

【0035】この発明の構成によれば、送信スプリアス成分を除去することができる。

【0036】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施の形態例を詳細に説明する。先ず、前記3つの課題を解決するための構成について説明する。

【0037】①に対して

送信系、帰還系も含めて送信部全体の伝送帯域内の周波数特性を演算制御部10で測定し、理想値と比較して伝送路の逆特性を予め付加して送受信手段40から送信するようにする。

【0038】この実施の形態例によれば、演算制御手段10が歪補償演算の際に、送信系及び帰還系の周波数特性と逆特性を生成し、送信信号に乗算することにより、送信系及び帰還系の周波数特性を補正することができる。

【0039】②に対して

RxオフセットがI/Q軸それぞれに存在する場合、送信し、復調されたI軸、Q軸データの常時比較した差分にも誤差のオフセットが存在する。この誤差オフセットを無くすように帰還側(フィードバック側)のRxオフセット値を可変していくことによりRxオフセットを除去していく。

50 【0040】このような構成をとることにより、前歪補償を行ない正確な歪補償を行なうことができる。しかし

ながら、帰還された復調I軸、Q軸データには送信路及び復信路において、遅延要素 $\tau$ （角度）が存在するため、単純に送信データと帰還データとを比較することができない。

【0041】図2は遅延要素 $\tau$ による送信／復調I、Qデータ誤差の説明図である。図のI軸とQ軸が本来の軸（送信する際の軸）であるものとする。ここで復調時に遅延要素 $\tau$ が存在すると、I/Q軸が角度 $\tau$ だけ回転し、I'軸、Q'軸となる。

【0042】I軸上の点Aが、回転によりA'点に移動する結果、A点とA'点との差分 $\Delta I$ が遅延要素対によるIチャンネル誤差となる。一般的に遅延要素 $\tau$ の値を検出補正する手段は原理的に知られている。ここで、 $\tau$ 検出を行なった後に前述したRxオフセットを補正する手段を設ける方法をとることにする。

【0043】先ず、復調されたI'、Q'信号を演算制御手段10により $-\tau$ 補正演算を行ないI'', Q''信号を生成する。次に、Rxオフセットを補正する。しかしながら、Rxオフセット補正は、基本的にI', Q'信号に対して処理を施すものであるため、 $\tau$ の値によって、I'' =  $\pm I'$ 、Q'' =  $\pm Q'$ 、I'' =  $\pm Q'$ 、Q'' =  $\pm I'$ に相当することになる。このため、 $\tau$ の値によって誤差オフセットI'', Q''の符号及び補正対象のI/Qを切り換える方法をとることにより、回避が可能である。

【0044】③について

直交変調器及び直交検波器の直交度誤差を補正する方法と演算メモリを削減する方法を以下に示す。

(a) 直交変調器の直交度誤差を検出し、ベースバンド信号に補正を施す。

(b) 直交検波器の直交度誤差を検出し、ベースバンド信号に補正を施す。

(c) 市場で使用されている直交変調／検波器デバイスの直交度誤差はトータルで $\pm 3^\circ$  (max) であるため、 $0^\circ \pm X^\circ$  ( $X \geq 3$ ) だけの三角関数テーブルを作成することにより、演算メモリを削減することができる。

【0045】図3は本発明の第1の実施の形態例を示すブロック図である。図において、21は音声信号をデジタル信号に変換するコーデック (CODEC)、22は該コーデック21の出力を受けて送信データを転送するTDMA (Time Division Multiple Access) 部、23は送られてきたデータを一時記憶するRAM (入力バッファ) である。

【0046】24は、RAM23の出力を受けて歪補償演算の際に、送信系及び帰還系の周波数特性と逆特性を生成する演算制御部である。該演算制御部24は、図1の演算制御手段10に相当する。演算制御部24において、101は送信信号に帰還系からの補正信号を乗算してプリディストーションを行なうプリディストーション

演算制御部、102は帰還I/Q信号に対してイコライザ演算を施すイコライザ演算制御部である。該演算制御部24としては、例えばDSP (デジタル・シグナル・プロセッサ) が用いられる。

【0047】入力信号は、該演算制御部24によりI軸とQ軸の信号に分解され、Ik、Qkとなる。26は演算制御部24の出力を受けるバッファとしてのRAM、27は該RAM26から読み出されたIk、Qk信号をアナログ信号に変換するD/A変換器である。該D/A変換器27にはローパスフィルタ (LPF) 機能も付加されている。

【0048】28はD/A変換器27の出力であるI/Q信号を直交変換して1つの変調信号に合成する直交変調器である。29は該直交変調器28の出力を受ける周波数変換器 (FC) である。30は該周波数変換器29の出力を増幅するアンプ、31は該アンプ30と接続されるアンテナである。32はアンプ30の出力段に設けられた方向性結合器である。

【0049】50は方向性結合器32からの帰還信号を受ける遅延要素である。33は該遅延要素50の出力を受ける周波数変換器 (FC) である。34は周波数変換器33の出力からI/Q成分を分離する直交検波器である。43は直交変調器28及び直交検波器34に基準搬送波を与える基準搬送波発生部である。

【0050】35は直交検波器34の出力であるI/Q信号をデジタル信号に変換するA/D変換器で、該A/D変換器35からはI軸とQ軸の信号Ik、Qkが出力される。37は該A/D変換器35の出力を一時記憶する帰還バッファとしてのRAMである。該RAM37のI/Q出力信号は、演算制御部24に与えられる。

【0051】25cは演算制御部24の動作プログラムを格納するROM、25aはワークエリアとして動作するE<sup>2</sup>PROM、25bは送信系及び帰還系の周波数特性をキャンセルする周波数特性データを記憶するメモリである。39は各種のコマンドを入力する操作部、38は該操作部39からのコマンド入力を受けてシステムの制御を行なうマイコンである。該マイコン38は、TDMA22及び演算制御部24に指令信号を与える。このように構成された回路の動作を説明すれば、以下の通りである。

【0052】音声コーデック21から送出されるデータ群は、TDMA部22においてバースト処理され、RAM23を介して演算制御部24に送られる。該演算制御部24で、それぞれのデータはI/Q信号に分けられ、プリディストーション演算制御部101で通常にプリディストーションされ出力される。この演算制御部24の出力が送信ベースバンド信号である。演算制御部24の出力データはRAM26を介してD/A変換器27に送られる。

【0053】D/A変換器27からは、アナログベース

10

20

30

40

50

バンド信号  $I/Q$  が出力される。この信号は続く直交変調器 28 に入り、同時に該直交変調器 28 には、基準搬送波発生部 43 より搬送波が入力されているので、この搬送波は該ベースバンド信号で直交変調され、この変調波は周波数変換器 29 を介して電力増幅アンプ 30 に入り、所要電力まで増幅され、アンテナ 31 を介して送信される。

【0054】また、方向性結合器 32 を通じて分岐された送信波は遅延要素 50 と周波数変換器 33 を介して直交検波器 34 に入力される。該検波器 34 には、基準搬送波発生部 43 から基準搬送波が入力されているので、ここで送信したベースバンド信号が再生される。このベースバンド信号を A/D 変換器 35 でデジタルデータに変換した後、RAM 37 を介して演算制御部 24 にフィードバックする。

【0055】演算制御部 24 に帰還された復調信号（復調ベースバンド信号）には、経路上の周波数特性が含まれるので、帰還信号の振幅と位相を比較する前に、イコライザ演算制御部 102 において、テーブル 25b に記憶されている周波数特性データを基に送信系と帰還系の周波数特性と逆特性を持たせるための演算を行なう。そして、この補正後のデータについて振幅、位相を比較することにより、送信系及び帰還系の周波数特性による歪補償の劣化を補正することが可能となる。

【0056】この場合において、演算制御部 24 に接続されたメモリ 25b には、イコライザ演算用の演算テーブルが記憶されている。そして、系によって周波数特性が変化する場合には、このテーブルを書き換えることで対応する。

【0057】この実施の形態例によれば、演算制御部 (DSP) 24 がイコライザ機能と、プリディストーション機能を実行することにより、送出信号の直線性を保持することが可能となる。

【0058】また、系の周波数特性が異なる場合に対応して、周波数特性をキャンセルするための周波数特性補正データをテーブルとして持つことにより、演算制御部 (DSP) 24 は、イコライザ機能のために演算処理することが不要となり、周波数特性をキャンセルすることが容易になる。

【0059】図 4 は本発明の第 2 の実施の形態例を示すブロック図である。図 3 と同一のものは、同一の符号を付して示す。24 は演算制御部で、プリディストーション演算制御部 101 とイコライザ演算制御部 102 を含んでいる。該演算制御部 24 には、イコライザ用メモリ 25b が接続されている。演算制御部 24 としては、例えば DSP が用いられる。

【0060】26 は演算制御部 24 の出力データを一時記憶する RAM 出力バッファ、27a は各軸毎のデータをアナログ信号に変換する D/A 変換器、27b はこれら D/A 変換器 27a の出力から高周波成分を除去する

ローパスフィルタ (LPF) である。

【0061】28 は該ローパスフィルタ 27b の出力を受けて直交変調する直交変調器、40 は該直交変調器 28 の出力を受ける送受信部、31 は該送受信部 40 で起動されるアンテナである。34 は方向性結合器から出力される帰還信号を  $I/Q$  軸信号に復調する直交復調器である。35 は直交復調器 34 の出力をデジタル信号に変換する A/D 変換器である。

【0062】SW1 と SW2 は直交復調器 34 と A/D 変換器 35 との間に設けられたスイッチである。これらスイッチ SW1 と SW2 を A 側に設定すると、送信信号は D/A 変換器 27a の出力で折り返され、A/D 変換器 35 に入るようになっている。

【0063】37 は A/D 変換器 35 の出力を受けて、一時記憶する RAM 帰還バッファである。該 RAM 帰還バッファ 37 の出力は、演算制御部 24 に入る。このように構成された回路の動作を説明すれば、以下の通りである。

【0064】先ず演算制御部 24 は、特定の周波数スペクトルを持つ信号を送出する。ここで、スイッチ SW1 と SW2 の状態は B 接点側に接続され、ローパスフィルタ 27b を介して直交変調器 28 に入り、直交変調され、アンテナ 31 から送出される。演算制御部 24 は、この時の帰還信号をサンプリングして FFT (Fast Fourier Transform) 演算を行ない、送出信号のスペクトル解析を行なう。

【0065】図 5 は第 2 の実施の形態例の特性を示す図である。(a) の f2 はこの場合の周波数スペクトルを示す図である。横軸は周波数、縦軸は電力である。次に、スイッチ SW1 と SW2 を A 接点側に接続し、ローパスフィルタ 27b の前で折り返され、演算制御部 24 に入力する。該演算制御部 24 は、帰還信号をサンプリングして FFT 解析を行なう。図 5 の (a) の f1 はこの時の周波数スペクトルを示す図である。

【0066】そして、先に送出した信号スペクトルを基準として、後で送出した信号スペクトルと比較し、そのスペクトル差分を検出し、その逆特性の演算を行ない、この特性データをイコライザメモリ 25b に記憶させる。その後、スイッチ SW1 と SW2 の状態を B 側に戻し、通常の系にする。この場合に、演算制御部 24 はイコライザ演算制御部 102 により周波数補正を行ない、次にプリディストーション演算制御部 101 は、プリディストーションを行ない、 $I/Q$  信号を送出する。

【0067】図 5 の (b) の f3 は (a) の f2 - f1 のスペクトル、f4 は f3 の逆特性を示すスペクトルである。この f4 の特性を用いて信号送出時のプリディストーションを行なう。

【0068】この実施の形態例によれば、演算制御部 (DSP) 24 が f4 に示すような系の逆周波数特性をイコライザ用メモリ 25b に予め記憶しておくことによ

り、実際の無線送信時の周波数特性の補正が容易になる。

【0069】この場合において、送出される信号と帰還信号の振幅、位相を比較して増幅器の歪を演算推定して前記送出信号をプリディストーション処理して歪補償する歪補償システムにおいて、送信系及び帰還系の周波数特性の逆特性を持つイコライザ回路をI軸とQ軸各々に設けることができる。

【0070】この発明の構成によれば、I軸とQ軸のそれぞれに周波数特性の逆特性を持つイコライザ回路を設けることにより、周波数特性の歪補正を正確に行なうことが容易になる。

【0071】図6は本発明の第3の実施の形態例を示すブロック図である。図3と同一のものは、同一の符号を付して示す。この実施の形態例は、直交検波器34の出力を変換するイコライザをハードウェアで設けたものである。図中41がこのイコライザであり、直交検波器34とA/D変換器35との間に設けられている。この結果、演算制御部24内のイコライザ演算制御部102

(図3参照)は不要となっている。このように構成された回路の動作を説明すれば、以下の通りである。

【0072】送出部から送出された信号を方向性結合器32から抽出し、帰還系に出力する。この帰還信号は、遅延要素50と周波数変換器33を介して直交検波器34に入り、I/Q信号に復調される。この復調された帰還信号は、イコライザ41に入り、送信系及び帰還系の逆特性の周波数補正が行なわれる。

【0073】周波数特性の補正が行なわれた帰還信号は、A/D変換器35によりデジタルデータに変換された後、RAMバッファ37を介して演算制御部24に入る。該演算制御部24は、イコライザ41により周波数

$$D = B + C$$

このDに対して、先に演算されたAの値との差分をとり誤差を検出する(S5)。該誤差値より誤差の最大値と最小値を検出する(S6)。最大値、最小値から誤差オ

$$\text{誤差オフセット} E = \text{誤差最小値} + (\text{誤差最大値} - \text{誤差最小値}) / 2$$

図11はRxオフセットが存在した際のI/Qの誤差オフセットの説明図である。誤差のmax値とmin値の差(図のハッチング領域)がAM-PM、AM-AM成分による誤差である。ここでは、(2)式に示すようにある値Kから誤差max値とmin値の真ん中までの値を誤差オフセットとしている。

【0079】(2)式に示すEは、I軸、Q軸がそれぞれ独立して持っている。ここで、I軸の誤差オフセット値をE<sub>i</sub>、Q軸の誤差オフセット値をE<sub>q</sub>とする。上より求めた誤差オフセット値Eとしきい値とを比較してR★

$$\text{正しい値} < \text{なら} \quad C = C - n$$

$$\text{負しきい値} < E \text{ なら} \quad C = C + n$$

上述の処理を繰り返すことにより、Rxオフセット値を小さくしていくことができる。

\* 数補正がなされた信号に対して振幅と位相を補正する。補正後にプリディストーション演算制御部101でプリディストーションを行ない、送信信号I/Qを出力する。

【0074】この実施の形態例によれば、送信系及び帰還系の周波数特性による歪補償の劣化を補正することができる。図7、図8は本発明の第4の実施の形態例のRxオフセット除去処理を示すフローチャートである。図10はRxオフセットが存在した際の読み取り誤差の説明図である。縦軸はQ軸、横軸はI軸である。実線で示す座標はDSP部24のI/Q軸、破線で示す座標はRxオフセットが存在した場合の誤I/Q軸である。実線で示す座標の原点をO、破線で示す座標の原点をO'とする。この時、原点OからO'までのベクトルをAとして|A|が誤測定電力となる。

【0075】図3の演算制御部24でプリディストーション処理前に生成されるI/Q変調ベースバンドデータAを保持する(S1)。このAに対してプリディストーション処理を施し(S2)、RAMバッファ26→D/A変換器27→直交変調器28→周波数変換器29→アンプ30→アンテナ31の順に送出する。

【0076】送出された信号を方向性結合器32を介して帰還信号として抽出し、周波数変換器33→直交検波器34→A/D変換器35→RAMバッファ37のルートで演算制御部24にフィードバックI/Q信号データを入力する。演算制御部24は、フィードバックI/Q信号からI/Q信号データBを測定する(S3)。

【0077】次に、演算制御部24は、BデータにRxオフセット値Cを付加し、Dを検出する(S4)。Dは次式で表される。

$$(1)$$

※フセットEを次式により求める(S7)。

$$【0078】$$

$$\text{誤差最大値} - \text{誤差最小値} / 2 \quad (2)$$

★xオフセット値に±n(nは任意の整数)を付加する。

【0080】例えば、+しきい値とEとを比較し(S8)、+しきい値<EならばCの値から1を減算する(S9)。+しきい値<Eでないならば、-しきい値とEとを比較する(S10)。-しきい値>EならばCの値に1を付加する(S11)。そうでない時には、処理を終了する。ここでは、nの値として1を用いている。

【0081】上述の処理を式で示すと以下のようなになる。

$$(3)$$

【0082】この実施の形態例によれば、誤差オフセット検出値としきい値によりRxオフセットの値を加減



し、Rxオフセットを削減することが可能となる。本発明によれば、演算制御部24は、通信中でも誤差データからRxオフセットの正負を判断し、Rxオフセットを削減することができる。従って、通信中においても、誤差データからRxオフセットを削減することが可能となる。

【0083】次に、遅延要素 $\tau$ の補正について説明する。上記検出における条件は、図3における直交検波器34出力のI軸とQ軸と、直交変調器28入力

のI(t)、Q(t)の軸が同相の場合にのみ成立する。し\*10

$$I_c = I_k' \cos \tau - Q_k' \sin \tau$$

$$Q_c = Q_k' \cos \tau + I_k' \sin \tau$$

この $I_c$ 、 $Q_c$ を(1)式に示すように上記Rxオフセット誤差測定用信号としてAとの差分をとり、(2)式に示す処理を行なう。しかしながら、軸回転後の $I_k'$ 、 $Q_k'$ を誤差比較するが、実際にRxオフセット付加を行なうのは直交復調後の $I_k$ 、 $Q_k$ であるため、単純に前記(3)式による処理を行なうことができない。軸回転によって、I、Qそれぞれが補正する符号と対象I、Qが異なることによる。

【0086】そこで、 $\tau$ によるしきい値を設けて、それによって $C_i$ 、 $C_q$ に対する演算を下記のように行ない、(3)式を変更する。

$$\begin{aligned} \text{しきい値は} & -\pi/4 \leq \tau < +\pi/4 \quad \cdots \cdots \quad \alpha \\ & +\pi/4 \leq \tau < +3\pi/4 \quad \cdots \quad \beta \\ & +3\pi/4 \leq \tau < -3\pi/4 \quad \cdots \quad \gamma \\ & -3\pi/4 \leq \tau < -\pi/4 \quad \cdots \quad \varepsilon \end{aligned}$$

と設定する。

【0087】

$$C_i = C_i + n, C_q = C_q + n \quad (\alpha \text{ の場合})$$

$$C_i = C_q + n, C_q = C_q - n \quad (\beta \text{ の場合})$$

$$C_i = C_i - n, C_q = C_q + n \quad (\gamma \text{ の場合})$$

$$C_i = C_q - n, C_q = C_i + n \quad (\varepsilon \text{ の場合})$$

ここで、+は±の意味であり、-はその逆の意味である。

【0088】図9は $\tau$ によるしきい値分解の説明図である。 $\tau$ が第1象限～第4象限のどの範囲にあるかにより、Rxオフセット値の計算を変えていることが分かる。このような処理機構を演算制御部24内に設けることにより、信号送信中においてもRxオフセット補正が可能となる。

【0089】この実施の形態例によれば、遅延要素 $\tau$ の値により区間を識別し、その区間毎にRxオフセット値※

$$x = x' + y' \tan \Delta \phi$$

$$y = y' / \cos \Delta \phi$$

この式を用い、 $\Delta \phi$ が存在する直交変調器に関しては、変調器入力信号に対し $\cos \Delta \phi$ 並びに $\tan \Delta \phi$ のデータテーブルをメモリ25bから読み出し、(5)式の演算を施すことにより、直交変調器28の直交度誤差を無くすることが可能である。

\* かしながら、遅延要素 $\tau$ が往復経路区間において必ず発生するために、演算制御部24において遅延要素 $\tau$ をキャンセルする方法が必要となる。

【0084】具体的には、直交検波器34の出力の $I_k$ 、 $Q_k$ 信号にRxオフセット値Cを付加する。この生成信号を $I_k'$ 、 $Q_k'$ とし、この $I_k'$ 、 $Q_k'$ に対して遅延要素 $\tau$ (角度)を補正し、 $I_c$ 、 $Q_c$ を生成する。 $I_c$ 、 $Q_c$ はそれぞれ次式で表される。

【0085】

(4)

※をI軸とQ軸に分配することにより、Rxオフセットの補正を正確に行なうことができる。

【0090】また、本発明によれば、前記演算制御部24は、遅延要素 $\tau$ に基づく補正の後の復調データを用いて誤差オフセットを検出するようにすることができる。これにより、遅延要素 $\tau$ に基づく補正の後に誤差オフセットを検出するので、I軸とQ軸の回転が補正され、誤差オフセットの検出を精度よく行なうことができる。

【0091】次に、本発明の第5の実施の形態例による直交度誤差補正回路について図3を用いて説明する。演算制御部(DSP)24内に、送信系及び帰還系の直交度を補正するための機構をプリディストーション演算制御部101に付加する。

【0092】外部にプリディストーション演算用の演算テーブルメモリ25bを設け、接続した系によって特性が変化する場合には、このテーブル25bを書き換えることで対応可能とする。

【0093】通常、プリディストーションされた変調信号は、演算制御部24→直交変調器28→アンプ30のルートを通り、帰還系の直交検波器34→A/D変換器35のルートからフィードバックされて再び演算制御部24に帰還する。この帰還した信号には、直交変調器28、直交検波器34の直交度誤差が含まれる。

【0094】以下に、この直交変調器28の直交度誤差調整方法を示す。最初に、アンテナ31に送信の直交度誤差(位相誤差)が測定可能な測定器を接続する。次に、この直交度誤差が最小になるように直交度誤差 $\Delta \phi$ を外部から変更してやる。この時の補正式は、I/Q平面上の補正後の点を(x、y)、補正前の点を(x'、y') ) すると下記のような関係となる。

【0095】

(5)

【0096】次に、直交検波器34における直交度誤差補正方法を、図12を用いて説明する。図12は直交度誤差 $\alpha$ が存在する場合のコンスタレーション差の説明図である。図12において、縦軸はQ、横軸はIである。

50 実線座標が直交度誤差 $\alpha = 0^\circ$ の時の軸と真円、○は直

交度誤差 $0^\circ$ の点である。破線座標が直交度誤差 $\alpha$ が存在する時の $\Delta\phi$ の軸と楕円、●は直交度誤差 $\Delta\phi$ の点である。

【0097】まず、演算制御部24は、円を出力するようなデータ $I/Q$ を出力する。ここで、フィードバックした $I, Q$ 信号を $x, y$ とすると、そのデータに対して $R_x$ オフセット補正を行なう。補正後のデータを $x', y'$ とする。

【0098】 $R_x$ オフセット補正の手順は、前述した実施の形態例3の方式を用いるものとする。続いて、直交度誤差 $\Delta\phi$ の補正手順を図13に示す。まず、 $R_x$ オフセットと $I/Q$ ゲインの補正を行なう(S1)。次に、円コンスタレーションを出力する(S2)。次に、演算制御部24は、 $I^2+Q^2$ を演算して $\max$ 値と $\min$ 値を検出する(S3)。次に、 $\max$ 値と $\min$ 値がほぼ同一値であるかどうか、即ち $\max$ 値と $\min$ 値の差が所定のしきい値以内であるかどうかチェックする(S

$$x = x'$$

$$y = y' / \cos \Delta\phi + x' \tan \Delta\phi$$

これにより、求められた $x, y$ をプリディストーション演算の要因として処理することにより、正確なプリディストーションが可能となる。

【0102】上述の実施の形態例によれば、直交変調器28、直交検波器34の直交度誤差を補正する演算制御部を設けることにより、送信系及び帰還系の直交度誤差を正確に補正することが可能となる。

【0103】また、前記演算制御部24としてDSPを用い、送信系の直交度誤差を付加したデータをプリディストーションすることで直交度補正を行ない、アンプ30で受ける電力差を最小にすることができ、歪補償を正確に改善することができる。

【0104】また、上述した直交度補正演算用の三角関数テーブルを具備し、該三角関数テーブルを任意の角度に限定することにより、テーブルのメモリの容量を小さく抑えることができる。

【0105】また、前記直交軸補正のステップサイズ( $\beta$ )を任意に設定することにより、テーブルメモリ25bの容量を調整可能とすることができる。前述した実施の形態例は、データ通信中に $\Delta\phi$ を検出することができないという欠点があるが、図14に示すような処理に置換することにより、データ通信中においても、 $\Delta\phi$ の検出が可能である。

【0106】図14はデータ通信中における $\Delta\phi$ 検出と補正動作を示すフローチャートである。まず、通常の変調処理を行なう(S1)。次に、プリディストーション処理を行なう(S2)。この処理には、送信直交度補正を含む。次に、フィードバックされてきた $I/Q$ を測定する(S3)。

【0107】次に、 $R_x$ オフセットを付加し、 $R_x$ ゲイン補正を行なう(S4)。次に、受信直交度補正を行な

\*4)。

【0099】 $\max$ 値と $\min$ 値の差が所定のしきい値以内である場合には、処理は終了する。 $\max$ 値と $\min$ 値の差が所定のしきい値以上である場合には、 $\max$ 値が第1象現と第3象現にあるかどうかチェックする

(S5)。第1象現と第3象現でない場合には、 $\Delta\phi = \Delta\phi - \beta$ を演算する(S6)。ここで、 $\beta$ は直交度ステップサイズである。

【0100】第1象現と第3象現である場合には、 $\Delta\phi = \Delta\phi + \beta$ を演算する(S7)。ステップS7とステップS6を演算し、次にステップS2に戻り、同様の処理を繰り返す。このような手順により、直交度誤差 $\Delta\phi$ は順次小さくなっていき、直交度補正が実現される。

【0101】前述した補正により求められた $\Delta\phi$ を用いて $x', y'$ から更に $\Delta$ 補正した信号 $x, y$ を下記式にて求める。

$$(6)$$

う(S5)。次に、 $I^2+Q^2$ の演算を行ない、コンスタレーション上の点までの距離を求める。コンスタレーション図において、A点はコンスタレーション上の軌跡が集中する点、Bはコンスタレーション上の軌跡が集中する点、Oは $I/Q$ 軸の原点、 $\theta$ は直交度ステップサイズである。

【0108】演算制御部24は、O-A(OからAまでの距離)とO-Bを比較し、差が所定のしきい値以内であるかどうかチェックする(S6)。所定のしきい値以内でない場合には、演算制御部24は $I^2+Q^2$ の演算を行ない、O-A>O-Bであるかどうかチェックする(S7)。

【0109】O-A>O-Bでない場合には、 $\Delta\phi = \Delta\phi - \theta$ の演算を行ない(S8)、O-A>O-Bである場合には、 $\Delta\phi = \Delta\phi + \beta$ の演算を行なう(S9)。次に、O-AとO-Bとの差が所定のしきい値以内に入ったかどうかチェックする(S10)。所定のしきい値以内に入った場合には処理は終了し、そうでない場合にはステップS1まで戻り、同様の処理を行なう。

【0110】この実施の形態例によれば、通信サービス中にも直交軸のずれを補正することができる。また、演算制御部24はコンスタレーション上の2点の原点からの距離を演算し、その距離を比較することにより、直交度誤差を正確に補正することが可能となる。

【0111】また、直交変調時における送信スプリアス成分(直交変調時に発生するノイズ成分)の除去のために、直交変調器の出力に、構成された水晶フィルタの周波数特性及び群遅延特性を補正する手段を具備し、及び/又はDSPでイコライザ処理を行なうことにより、送信スプリアス成分を除去することができる。

【0112】

【発明の効果】以上、詳細に説明したように、本発明によれば、

(1) 送出される信号と帰還信号の振幅、位相を比較して増幅器の歪を演算推定して前記送出信号をプリディストーション処理して歪補償する歪補償システムにおいて、歪補償演算の際に、送信系及び帰還系の周波数特性と逆特性を生成する演算制御手段を具備し、該演算制御手段により送信系及び帰還系の周波数特性を補正することにより、演算制御手段が歪補償演算の際に、送信系及び帰還系の周波数特性と逆特性を生成し、送信信号に乗算することにより、送信系及び帰還系の周波数特性を補正することができる。

【0113】(2) この場合において、前記演算制御手段としてDSPを用い、送信系及び帰還系の周波数特性を補正するイコライザ機能と、プリディストーション機能を演算処理に行ない、歪情報を含み帰還されてきた変調信号を初めにイコライザ処理を行ない、次にプリディストーション処理を行なうことにより、DSPがイコライザ機能とプリディストーション機能を実行し、送出信号の直線性を保持することが可能となる。

【0114】(3) また、系の違いによって周波数特性が変化するため、外部に系の周波数特性をテーブルとして持つメモリを配置し、前記イコライザ機能はこのテーブルより系の周波数特性をキャンセルすることにより、周波数特性をキャンセルするための周波数特性補正データをテーブルとして持ち、DSPはイコライザ機能のために演算処理することが不要となり、周波数特性をキャンセルすることが容易になる。

【0115】(4) また、系の周波数特性の有無の切り換えをスイッチで行なう手段を具備し、前記DSPは系の周波数特性をFFT演算により測定し、系の逆周波数特性を演算して前記メモリテーブルに記憶することにより、DSPが系の逆周波数特性をメモリテーブルに予め記憶し、実際の無線送信時の周波数特性の補正が容易になる。

【0116】(5) また、送出される信号と帰還信号の振幅、位相を比較して増幅器の歪を演算推定して前記送出信号をプリディストーション処理して歪補償する歪補償システムにおいて、送信系及び帰還系の周波数特性の逆特性を持つイコライザ回路をI軸とQ軸各々に設けることにより、I軸とQ軸のそれぞれに周波数特性の逆特性を持つイコライザ回路を設け、周波数特性の歪補正を正確に行なうことが容易になる。

【0117】(6) また、前記演算制御手段は通信中でも誤差データからRxオフセットの正負を判断し、Rxオフセットを削減することにより、通信中においても、誤差データからRxオフセットを削減することが可能となる。

【0118】(7) また、前記演算制御手段は、Rxオフセットの誤差データの最大値と最小値を求めて、誤差

オフセットを検出し、該検出値としきい値によりRxオフセット値を加減することにより、誤差オフセット検出値としきい値によりRxオフセット値を加減し、Rxオフセットを削減することが可能となる。

【0119】(8) また、前記演算制御手段は、遅延要素 $\tau$ を検出し、遅延要素 $\tau$ に基づく補正を行なった後の復調データを用いて誤差オフセットを検出することにより、遅延要素 $\tau$ に基づく補正の後に誤差オフセットを検出するので、誤差オフセットの検出を精度よく行なうことができる。

【0120】(9) また、前記演算制御手段は前記遅延要素 $\tau$ の値がしきい値を超えることによって区間を識別し、その区間毎にRxオフセット補正值をI軸とQ軸のどちらに分配するかを判別することにより、遅延要素 $\tau$ の値により区間を識別し、その区間毎にRxオフセット値をI軸とQ軸に分配し、Rxオフセットの補正を正確に行なうことができる。

【0121】(10) また、送出される信号と帰還信号の振幅、位相を比較して増幅器の歪を演算推定して前記送出信号をプリディストーション処理して歪補償する歪補償システムにおいて、直交変調器、検波器の直交度誤差を補正する演算制御手段を有し、該演算制御手段により送信系及び帰還系の直交度誤差を補正することにより、直交変調器、検波器の直交度誤差を補正する演算制御部を設け、送信系及び帰還系の直交度誤差を正確に補正することができる。

【0122】(11) また、前記演算制御手段としてDSPを用い、送信系の直交度誤差を付加したデータをプリディストーションすることで直交度補正を行ない、増幅器で受ける電力差を最小にすることにより歪補償を正確に改善することができる。

【0123】(12) また、前記直交度補正演算用の三角関数テーブルを具備し、該三角関数テーブルを任意の角度に限定することにより、テーブル用のメモリの容量を小さく抑えることができる。

【0124】(13) また、前記直交軸補正のステップサイズを任意に設定することにより、テーブルメモリの容量を調整可能とすることができる。

【0125】(14) また、前記演算制御部は、サービス中にも帰還されたI軸信号とQ軸信号から直交軸のずれを検出して補正することにより、サービス中にも直交軸のずれを補正することができる。

【0126】(15) また、前記演算制御部はコンスタレーション上の2点の原点からの距離を演算し、その距離を比較することにより直交度誤差を補正することにより、直交度誤差を正確に補正することが可能となる。

【0127】(16) 更に、直交変調時における送信スプリアス成分の除去のために、直交変調器の出力に、構成された水晶フィルタの周波数特性及び群遅延特性を補正する手段を具備し、及び／又はDSPでイコライザ処

理を行なうことにより、送信スプリアス成分を除去することができる。

【0128】このように、本発明によれば、系の周波数特性に依存した信号劣化を無くし、直交変調器と検波器の直交度誤差に依存した歪補償処理を正確に行なうことができ、かつ送信中においても歪補償劣化を招くRxオフセット及び直交度誤差を削減することができる歪補償システムを提供することができる。

#### 【図面の簡単な説明】

- 【図1】本発明の原理ブロック図である。  
 【図2】遅延要素 $\tau$ による送信／復調I、Qデータ誤差の説明図である。  
 【図3】本発明の第1の実施の形態例を示すブロック図である。  
 【図4】本発明の第2の実施の形態例を示すブロック図である。  
 【図5】第2の実施の形態例の特性を示す図である。  
 【図6】本発明の第3の実施の形態例を示すブロック図である。  
 【図7】本発明の第4の実施の形態例のRxオフセット\*20

\* 除去処理を示すフローチャートである。

【図8】本発明の第4の実施の形態例のRxオフセット除去処理を示すフローチャートである。

【図9】 $\tau$ によるしきい値分解の説明図である。

【図10】Rxオフセットが存在した際の読み取り誤差の説明図である。

【図11】Rxオフセットが存在した際のI/Qの誤差オフセットの説明図である。

【図12】直交度誤差 $\alpha$ が存在する場合のコンスタレーション差の説明図である。

【図13】直交検波器の直交度補正動作を示すフローチャートである。

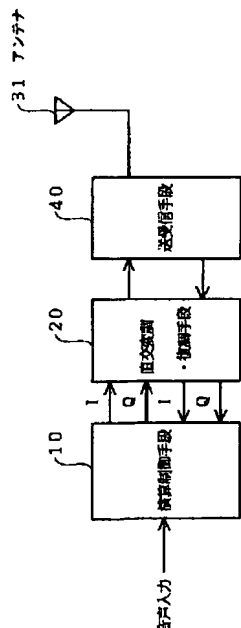
【図14】データ通信中における $\Delta\phi$ 検出動作を示すフローチャートである。

#### 【符号の説明】

- 10 演算制御手段  
 20 直交変調・復調手段  
 31 アンテナ  
 40 送受信手段

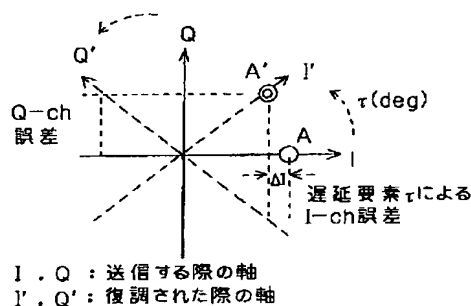
【図1】

本発明の原理ブロック図



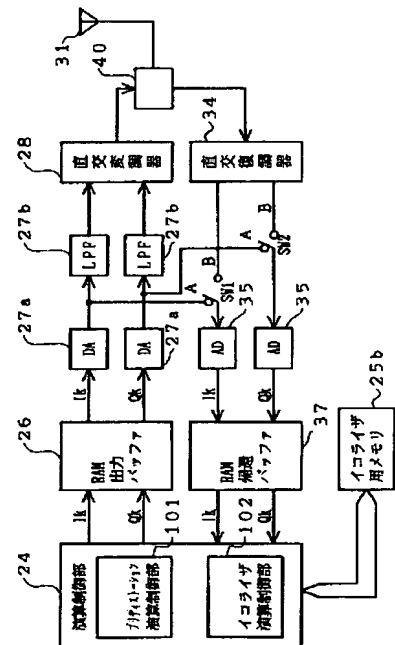
【図2】

遅延要素 $\tau$ による送信／復調I、Qデータ誤差の説明図



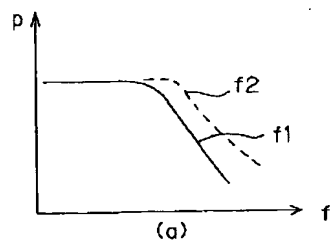
【図4】

本発明の第2の実施の形態例を示すブロック図

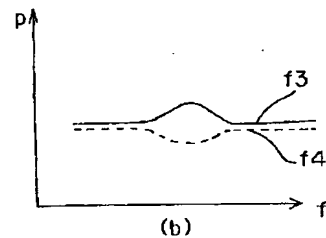


【図5】

第2の実施の形態例の特性を示す図



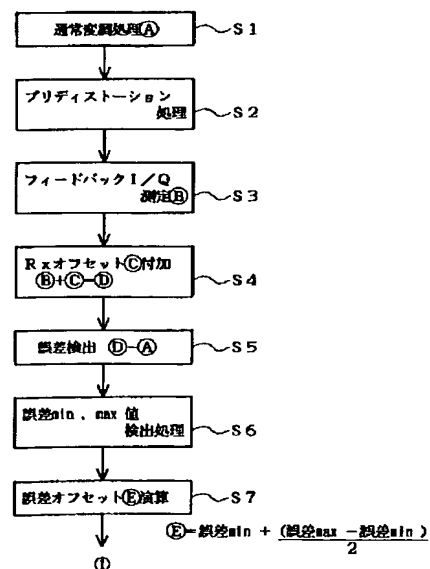
(g)



(b)

【図 7】

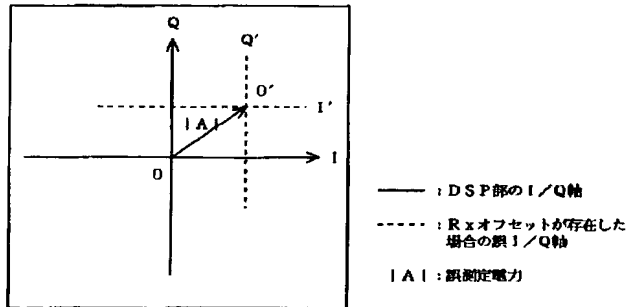
本発明の第4の実施の形態例のRxオフセット除去処理を示すフローチャート





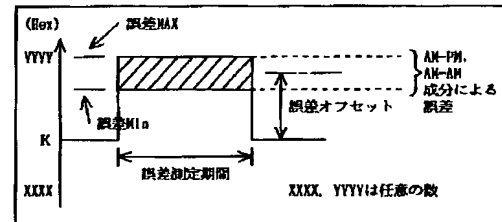
【図10】

RXオフセットが存在した際の読み取り誤差の説明図

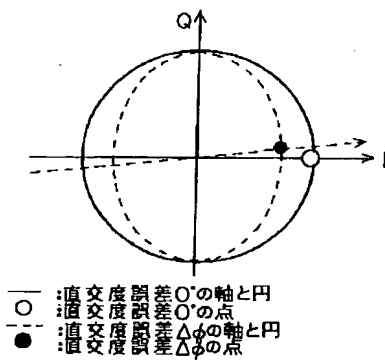


【図11】

RXオフセットが存在した際のI/Qの誤差オフセットの説明図

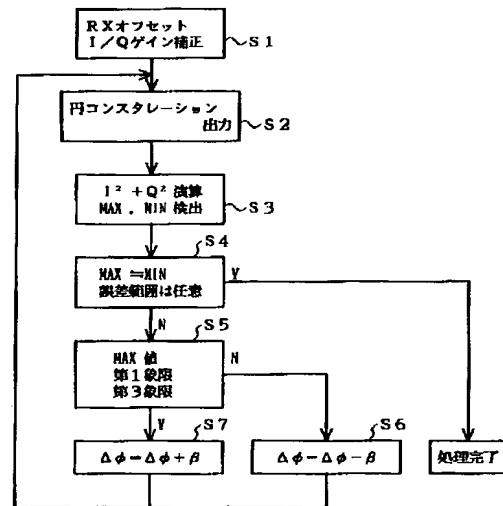


【図12】

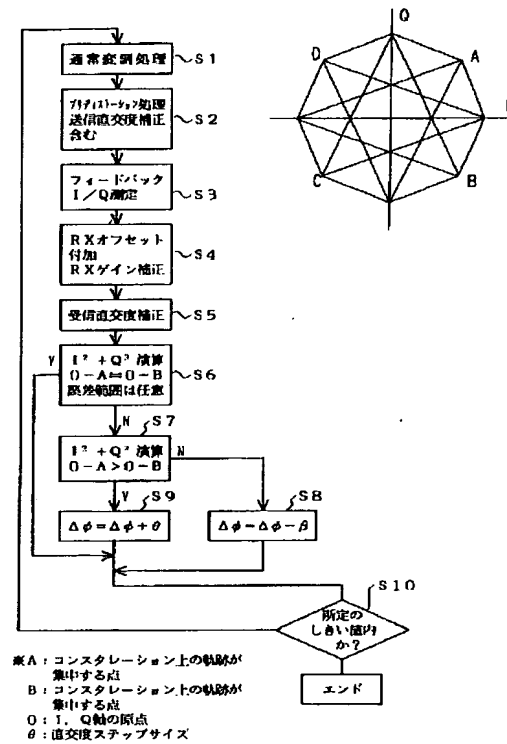
直交度誤差 $\alpha$ が存在する場合のコンスタレーション差の説明図

【図13】

直交検波器の直交度補正動作を示すフローチャート



【図14】

データ通信における $\Delta\phi$ 検出動作を示すフローチャート

フロントページの続き

(72)発明者 下瀬 正史

福岡県福岡市博多区博多駅前三丁目22番8  
号 富士通九州ディジタル・テクノロジー株  
式会社内

(72)発明者 椎島 優

福岡県福岡市博多区博多駅前三丁目22番8  
号 富士通九州ディジタル・テクノロジー株  
式会社内